

Patent number: JP2001251889 W1389
Publication date: 2001-09-14
Inventor: SAKAMOTO KIYOSHI; ENDO TSUNEHIRO; TAKAHASHI NAOHIKO; MIURA HARUO;
FUJII HIROSHI
Applicant: HITACHI LTD
Classification:
- international: H02P6/18; H02P21/00; H02P7/63
- european:
Application number: JP20000065714 20000306
Priority number(s):

[View INPADOC patent family](#)

Also Published : |EP1133050 (A2)|US6396229 (B1)|EP1133050 (A3)

Abstract of JP2001251889

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a conjecturing method in which the position of a rotor in a synchronous motor, having a salient-pole property is estimated precisely on the basis of an observable amount.

SOLUTION: An induced-voltage estimation and shaft-deviation computing part 61 is installed at a control system, which adjusts the output frequency &omega 1 of an inverter 13, on the basis of the value of the shaft deviation &Delta &theta of a synchronous motor 2, and which operates the motor 2 in synchronization with the output frequency. Currents Idc, Iqc which convert detection currents iu, iw into a control shaft, voltage commands Vdc*, Vqc* which are to be outputted to an opposite converter 44 and a speed command &omega r* are input. The induced voltage of the motor 2 is estimated, and the shaft deviation &Delta &theta is found on the basis of its phase. When the voltage of an inductance is to be dropped, an electrical constant Lq of the inductance is used, the Lq is set as the product of a motor-speed command by the magnitude of a motor current, and the Lq is set as a virtual amount which does not depend on the position of a rotor in the motor. The vector of the virtual amount is derived, in such a way that the phase of an intrinsic induced voltage will not change.

Claims of correspondent: EP1133050

1. A method of estimating a rotor position of a synchronous motor comprising the steps of:

when estimating an induced voltage of the synchronous motor (2) having saliency from a vector difference between a motor applied voltage (V1) and voltage drops (VL', Vr) due to resistance and inductance of a motor winding, using a predetermined value as said inductance to determine said voltage drop (VL') due to inductance as a quantity dephased by a predetermined amount from a motor current; and calculating the phase of the induced voltage from the estimated induced voltage to estimate the rotor position.

2. A synchronous motor rotor position estimating method according to claim 1, wherein said voltage drop due to inductance has a vector 90 DEG leading said motor current, an inductance (Lq) representing a motor electrical constant of salient-pole machine is used as said predetermined value, and said voltage drop due to inductance is determined by the product of said inductance (Lq), observable magnitude (Im) of said motor current and observable frequency (omega 1) of the motor applied voltage or motor speed command value (omega r *).

3. A synchronous motor rotor position estimating method according to claim 1 or 2, wherein said motor current is acquired in the form of observation values of two axis components (Idc,Iqc) referenced to control axes (dc-qc) of a rotary coordinate system, an observation value of said motor applied voltage (V1), a voltage

w/389

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2001-251889
(P2001-251889A)

(43)公開日 平成13年9月14日(2001.9.14)

(51) Int.Cl.⁷ 識別記号
H 0 2 P 6/18
21/00
7/63 3 0 3

F I		マーク一(参考)	
H 0 2 P	7/63	3 0 3 V	5 H 5 6 0
	6/02	3 7 1 S	5 H 5 7 6
	5/408	C	

審査請求 有 請求項の数18 OL (全 19 頁)

(21)出願番号 特願2000-65714(P2000-65714)

(71)出願人 000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目 6 番地

(72)発明者 坂本 潔
茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号 株式会社日立製作所日立研究所内

(72)発明者 遠藤 常博
茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号 株式会社日立製作所日立研究所内

(74)代理人 100068504
弁理士 小川 勝男 (外 1 名)

最終頁に続く

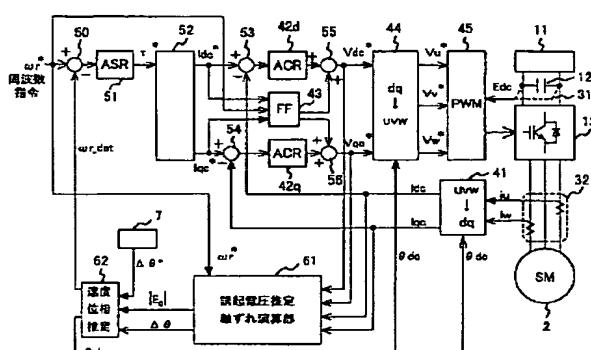
(54)【発明の名称】同期モータの回転子位置推定方法、位置センサレス制御方法及び制御装置

(57)【要約】

【課題】突極性を有する同期モータの回転子位置を観測可能な量から正確に推定する。

【解決手段】同期モータ2の軸ずれ△θの値を基にインバータ13の出力周波数ω1を調整し、モータ2を出力周波数に同期運転させる制御系に、誘起電圧推定・軸ずれ演算部61を設け、検出電流iu、iwを制御軸へ変換した電流Idc*、Iqc*と、逆変換部44に入力するための電圧指令Vdc*、Vqc*と、速度指令ωr*を入力し、モータ2の誘起電圧を推定し、その位相から軸ずれ△θを求める。インダクタンスの電圧降下は、インダクタンスの電気定数Lqを用い、Lq、モータ速度指令及びモータ電流の大きさの積とし、モータ回転子位置に依存しない仮想量とする。この仮想量のベクトルは、本来の誘起電圧の位相をえないように導かれている。

1



【特許請求の範囲】

【請求項1】 突極性を持つ同期モータの誘起電圧を、モータ印加電圧からモータ巻線の抵抗による電圧降下及びインダクタンスによる電圧降下のベクトル差により推定するときに、前記インダクタンスによる電圧降下は、前記インダクタンスに所定値を用い、かつモータ電流に対して所定位相ずれた量として求め、推定した誘起電圧からその位相を算出して回転子位置を推定することを特徴とする同期モータの回転子位置推定方法。

【請求項2】 請求項1において、

前記インダクタンスによる電圧降下は、前記モータ電流に対して90度位相が進んだベクトルとして、前記所定値に突極機のモータ電気定数であるインダクタンス L_q を用い、この L_q と、観測可能な前記モータ電流の大きさと、観測可能なモータ印加電圧の周波数またはモータ速度指令値との積により求めることを特徴とする同期モータの回転子位置推定方法。

【請求項3】 請求項1または2において、

前記モータ電流は回転座標系の制御軸（ $d_c - q_c$ ）を基準とする2つの軸成分の観測値で取得し、前記誘起電圧の位相は、前記モータ印加電圧の観測値と、前記電流の観測値と前記抵抗の積による電圧降下及び前記電流の観測値と前記インダクタンスの積による電圧降下を前記制御軸の軸成分毎に演算して前記ベクトル差を軸成分毎に算出し、算出した両成分のベクトル差の比によって求めることを特徴とする同期モータの回転子位置推定方法。

【請求項4】 請求項1または2において、

前記モータ電流は観測可能なモータ電流の大きさとして取得し、前記誘起電圧の位相は、前記モータ印加電圧、前記抵抗による電圧降下及び前記インダクタンスによる電圧降下を電流軸の成分と前記電流軸から90度進みの成分として演算して前記ベクトル差を成分毎に算出し、算出した両成分のベクトル差の比によって求めることを特徴とする同期モータの回転子位置推定方法。

【請求項5】 突極性を持つ同期モータの誘起電圧を、モータ印加電圧からモータ巻線の抵抗による電圧降下及びインダクタンスによる電圧降下を差し引いたベクトル関係となることに基づいて推定するときに、前記インダクタンスによる電圧降下は、前記インダクタンスに所定値を用い、かつモータ電流に対して90度位相が進む量となる仮想電圧降下により求め、

前記仮想電圧降下を用いて推定した誘起電圧からその位相を算出して回転子位置を推定することを特徴とする同期モータの回転子位置推定方法。

【請求項6】 請求項5において、

前記仮想電圧降下を用いて推定した誘起電圧は、前記仮想電圧降下を用いない場合に比べて位相が同じで、大きさが前記ベクトル関係を維持するように変化する仮想誘起電圧であり、この仮想誘起電圧の前記位相を算出して

前記回転子位置を推定することを特徴とする同期モータの回転子位置推定方法。

【請求項7】 突極性を持つ同期モータの誘起電圧を、モータ印加電圧からモータ巻線の抵抗による電圧降下及びインダクタンスによる電圧降下のベクトル差により推定するときに、前記インダクタンスによる電圧降下は、前記インダクタンスに所定値を用い、かつモータ電流に対して所定位相ずれた量と、モータ電流の大きさと位相の変動により生じる量の和として求め、推定した誘起電圧からその位相を算出して回転子位置を推定することを特徴とする同期モータの回転子位置推定方法。

【請求項8】 請求項7において、前記インダクタンスによる電圧降下は、前記モータ電流に対して90度位相が進んだベクトルとして、前記所定値に突極機のモータ電気定数であるインダクタンス L_q 、 L_d を用い、この L_q と、観測可能な前記モータ電流の大きさと、観測可能なモータ印加電圧の周波数またはモータ速度指令値との積と、前記 L_d と、観測可能なモータ電流の大きさ及び位相の変動により生じる量との積と、それら積の和により求めることを特徴とする同期モータの回転子位置推定方法。

【請求項9】 突極性を持つ同期モータの回転子位置を推定し、位置センサレスで同期モータを制御する方法において、

前記同期モータの誘起電圧を、モータ印加電圧からモータ巻線の抵抗による電圧降下及びインダクタンスによる電圧降下のベクトル差により推定するときに、前記インダクタンスによる電圧降下は、前記インダクタンスに所定値を用い、かつモータ電流に対して所定位相だけ進む量として求め、

推定した誘起電圧の位相を求め、この位相が制御上の仮想の回転子位置と観測不可能な実際の回転子位置との軸ずれ角を表すことに基づいて、前記誘起電圧の位相から推定した軸ずれ角が実際の回転子位置より仮想の回転子位置が回転子の回転方向に進んでいることを示す値の場合は、仮想の回転子位置の回転速度を下げるようモータ印加電圧の周波数を下げ、推定した軸ずれ角が遅れていることを示す値の場合は仮想の回転子位置の回転速度を上げるようにモータ印加電圧の周波数を上げるようにすることを特徴とする同期モータの位置センサレス制御方法。

【請求項10】 突極性を持つ同期モータの回転子位置を推定し、位置センサレスで同期モータを制御する方法において、

前記同期モータの誘起電圧を、モータ印加電圧からモータ巻線の抵抗による電圧降下及びインダクタンスによる電圧降下のベクトル差により推定するときに、前記インダクタンスによる電圧降下は、前記インダクタンスに所定値を用い、かつモータ電流に対して所定位相だけ進む量として求め、

推定した誘起電圧の位相を求め、この位相が制御上の仮想の回転子位置と観測不可能な実際の回転子位置との軸ずれ角を表すことに基づいて、前記誘起電圧の位相から推定した軸ずれ角が実際の回転子位置より仮想の回転子位置が回転子の回転方向に進んでいることを示す値の場合は、実際の回転子位置の回転速度を上げるようにモータのトルク指令値を上げ、推定した軸ずれ角が遅れていることを示す値の場合は実際の回転子位置の回転速度を下げるようモータのトルク指令値を下げるようすることを特徴とする同期モータの位置センサレス制御方法。

【請求項11】 請求項9または10において、前記誘起電圧の位相は、請求項2乃至8に記載の同期モータの回転子位置推定方法によって推定することを特徴とする同期モータの位置センサレス制御方法。

【請求項12】 請求項9、10または11において、前記誘起電圧の位相で表される軸ずれ角の誤差補償値を設定し、前記軸ずれ角と前記誤差補償値の差が最小化するように前記モータ印加電圧の周波数またはトルク指令値を制御することを特徴とする同期モータの位置センサレス制御方法。

【請求項13】 請求項12において、前記誤差補償値の設定は、前記モータの回転数や負荷が一定の状態で前記モータ電流が最小化するように調整することを特徴とする同期モータの位置センサレス制御方法。

【請求項14】 直流電圧を可変電圧、可変周波数の三相交流電圧に変換して突極性を持つ同期モータに印加するインバータと、モータ電流を検出する電流検出器と、検出された三相のモータ電流の大きさと位相をそれぞれモータ電流の大きさの指令値と位相の指令値に追従するように仮想回転子位置 θ_{dc} を用いて電圧指令値を作成する電圧指令演算部と、モータ速度指令値が与えられ、このモータ速度指令値とモータ速度推定値に基づいて前記モータ電流の大きさの指令値と位相の指令値を作成する電流指令作成部と、検出されたモータ電流、前記電圧指令値及び前記モータ速度指令値と、モータパラメータの抵抗値及びインダクタンス値を用いて前記モータの誘起電圧を推定し、推定した誘起電圧の位相から制御上の仮想回転子位置と実位置とのずれを表す軸ずれ角 $\triangle\theta$ を推定して出力する誘起電圧推定部と、軸ずれ角 $\triangle\theta$ から前記モータ速度推定値及び前記仮想回転子位置 θ_{dc} を求めて出力する速度位相推定部を備えていることを特徴とする同期モータの位置センサレス制御装置。

【請求項15】 直流電圧を可変電圧、可変周波数の三相交流電圧に変換して突極性を持つ同期モータに印加するインバータと、モータ電流を検出する電流検出器と、検出された三相のモータ電流の大きさと位相をそれぞれモータ電流の大きさの指令値と位相の指令値に追従するように仮想回転子位置 θ_{dc} を用いて電圧指令値を作成す

る電圧指令演算部と、モータ速度指令値が与えられ、このモータ速度指令値とモータ速度推定値に基づいて前記モータ電流の大きさの指令値と位相の指令値を作成する電流指令作成部と、検出されたモータ電流、前記電圧指令値及びモータ印加電圧の周波数と、モータパラメータの抵抗値及びインダクタンス値を用いて前記モータの誘起電圧を推定し、推定した誘起電圧の位相から制御上の仮想回転子位置と実位置とのずれを表す軸ずれ角 $\triangle\theta$ を推定して出力する誘起電圧推定部と、軸ずれ角 $\triangle\theta$ から前記モータ印加電圧周波数を演算して出力し、また、演算した前記モータ印加電圧の周波数から前記モータ速度推定値及び前記仮想回転子位置 θ_{dc} を求めて出力する速度位相推定部を備えていることを特徴とする同期モータの位置センサレス制御装置。

【請求項16】 請求項14または15において、前記誘起電圧推定部は、前記誘起電圧を制御上の回転座標系 ($d_c - q_c$ 軸) の d_c 軸成分と q_c 軸成分に分けて算出する演算手段と、 d_c 軸成分と q_c 軸成分の誘起電圧の比から軸ずれ角 $\triangle\theta$ を算出する演算手段を有し、前記 d_c 軸成分の誘起電圧は d 軸電圧指令値から前記抵抗値に I_{dc} を乗じた値及び前記インダクタンス値に I_{qc} と前記速度指令値を乗じた値を差引き、前記 q_c 軸成分の誘起電圧は q 軸電圧指令値から前記抵抗に I_{dc} を乗じた値及び前記インダクタンスの所定値に I_{dc} と前記速度指令値を乗じた値を差し引いて求めることを特徴とする同期モータの位置センサレス制御装置。

【請求項17】 請求項14、15または16において、

軸ずれ角 $\triangle\theta$ の推定値に対し前記モータパラメータの誤差補償値を与えるための誤差補償部を設け、前記速度位相推定部は入力された軸ずれ角 $\triangle\theta$ を前記誤差補償値に追随させるように演算して前記モータ速度推定値を出力することを特徴とする同期モータの位置センサレス制御装置。

【請求項18】 突極性を持つ同期モータの位置センサレス制御装置において、

仮想磁束軸 (d_c 軸) と、 d_c 軸から電気角で 90 度進んだ方向の q_c 軸とからなる仮想回転座標系 (制御上の回転座標系) でモータの誘起電圧ベクトルを推定し、その q_c 軸との位相角を求める誘起電圧推定手段と、推定された前記位相角を d_c 軸とモータの実磁束軸のずれ量として、そのずれ量を少なくするように前記モータ印加電圧の周波数またはトルク指令値を制御する速度制御手段を備えることを特徴とする同期モータの位置センサレス制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は同期モータの制御方式に関し、特に突極性を持つ同期モータの回転子位置の推定方法と、位置センサレス制御方法及び装置に関する

る。

【0002】

【従来の技術】永久磁石を界磁とする同期モータを駆動する方法として、誘導モータのインバータ制御と同様に回転位置を検出しないでオープンループで駆動する同期運転方法と、何らかの回転位置検出手段を用いて閉ループで運転するブラシレスDCモータ運転方法がある。

【0003】後者のブラシレスDCモータ運転の場合、何らかの回転子位置センサを設けると、誘導モータのインバータ駆動と比較してインバータとモータ間の配線本数が増加する。このため、保守性、信頼性が低下して適用範囲に制約を受け、特に圧縮機などのように特殊雰囲気中の使用が妨げられてしまう。この欠点をなくすために、センサを用いずに回転位置を推定する位置センサレス技術が提案されている。

【0004】従来の位置センサレス技術は、巻線インダクタンスが回転位置により相違する突極性を利用する方式と、モータ巻線に誘起される速度起電力の電圧を利用する方式に大別できる。後者は、停止時および低速時は速度起電力が発生しないため位置推定が困難になるが、中・高速時には突極型ならびに非突極型の両方に適用可能な特徴をもつ。

【0005】速度起電力に基づく位置センサレス技術として、例えば電気学会技術報告第719号17頁（従来例1）に記載された技術がある。この技術は、非突極型の同期モータに対して、モータの電圧電流測定値から電圧電流方程式に基づいて速度起電力を求め、固定子から見た回転子位置を推定する。

【0006】また、特開平8-308286号公報（従来例2）に開示された技術がある。この技術は、永久磁石回転子の磁束方向の位置であるd軸と、d軸から回転方向に90度進んだq軸からなるd-q実回転座標系に対して、制御上の仮想回転位置d_c軸と、d_c軸から回転方向に90度進んだq_c軸からなる制御上のd_c-q_c回転座標系を定義する。実回転位置の推定は、d-q回転座標上での電圧電流方程式から導出したモータモデルに基づいて予測したd軸電流と、制御軸上のd_c軸電流の差を取り、その差が仮想回転位置の軸ずれ△θに比例することを利用することを利用する。

【0007】さらに、平成11年電気学会全国大会講演論文集4-480頁、論文番号1026（従来例3）に記載された技術がある。この技術は、固定子座標（αβ軸）での突極性を持つ同期モータの回路方程式において、電流と位置両方に依存する突極機特有の項を、電流ベクトル方向と誘起電圧（速度起電力）方向の成分に分解し、永久磁石磁束とリラクタンス磁束などにより誘起される電圧を表す項をまとめ、これを拡張誘起電圧と定義している。次に、公知の最小次元オブザーバ手法により、拡張誘起電圧のベクトル成分を推定する式を導出し、推定された拡張誘起電圧からモータの回転子位置を

求めている。なお、導出された拡張誘起電圧の推定式は、モータ定数として巻線抵抗r、インダクタンスL_d、L_qを用い、固定子座標における電圧及び電流の値と、モータの推定速度を用いて演算を行っている。また、演算に電流微分値が必要になるのを避けるため、拡張誘起電圧と電流に関係する成分の和から構成される中間変数を導入し、中間変数を推定するように式を変形して電流微分値を使わないようにしている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】従来例1の技術は突極機に適用できない。その理由は、突極機は回転位置により巻線インダクタンスが変化するため、回転子位置がわからないとインダクタンスが決まらず、インダクタンスによる電圧降下の大きさが求められないためである。

【0009】従来例2の技術は、d-q回転座標上のモータモデルを用いて仮想の回転軸であるdc-qc制御回転座標系の電流値を推定している。このため、仮想回転軸が実回転位置と大きくずれる場合には位置を正しく推定できない。また、軸ずれ△θの演算式を導出するときにsin△θ=△θの近似を行っている。このため、実際の軸ずれが大きい場合に軸ずれ△θが正しく演算できない。よって、モータ負荷の急変化、急な加減速運転の用途には適さないという欠点がある。

【0010】従来例3の技術は、前述のように固定子座標（αβ軸）に基づいているので、推定しようとしている拡張誘起電圧は交流量となる。このため、モータの高速回転時には最小次元オブザーバの推定式による推定の早さに比べて拡張誘起電圧の変化の方が大きくなり、回転子位置推定が正しく推定できなくなるという問題がある。

【0011】また、観測電流の微分を使わない推定式を用いている。固定子座標上における観測電流の微分が関係するのは主にインダクタンスにおける電圧降下分であるから、従来例3の技術はインダクタンスの電圧降下成分を用いずに位置を求めていくことになる。このため、最小次元オブザーバによる推定式は拡張誘起電圧とインダクタンスの電圧降下成分を合わせて推定していることになる。電圧降下成分は電流に比例して大きくなるから、比較的大きな電流が流れる場合には、拡張誘起電圧に対して電圧降下成分の方が大きくなり、オブザーバによる位置推定の精度が低下するという問題がある。

【0012】さらに、近年のモータの小形化によって、電流増加時の磁束飽和によってインダクタンス値が非常に変動しやすくなっている。従来例2、3の技術では位置推定の際に、モータ巻線のインダクタンスのパラメータとして、L_dとL_qの2つが必要になる。このため、2つのインダクタンスパラメータL_d、L_qの変動に影響されず、回転子位置推定を正しく推定できるようにする必要があるが、2つのパラメータに対して補正をしなければならないため構成が複雑になる。

【0013】本発明の目的は、上記した従来技術の問題点に鑑み、突極性を持つ同期モータの回転子位置を誘起電圧の位相から正確に推定できる回転子位置推定方法と、この推定方法を適用して高速運転、あるいは負荷急変や急加減速運転を安定に行うことができる同期モータの位置センサレス制御方法及び制御装置を提供することにある。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明では、突極性を持つ同期モータ（突極機と略称する）の回転子位置をモータ誘起電圧の位相から推定する精度を向上するために、従来例2、3のような観測不能量や近似値を用いないことに留意した。突極機の電圧方程式に基づいて誘起電圧を求める場合に、モータ巻線のインダクタンスによる電圧降下は回転子位置に依存するため、位置センサレスでは観測できない。

【0015】本発明は、誘起電圧の大きさはともかく、位相が正しく推定できれば所期の目的を達成できることに着目し、インダクタンスによる電圧降下が回転子位置に依存しない仮想電圧降下の概念を導入し、これによって求めても、本来の誘起電圧の位相を損なうことがないように、前記電圧方程式における前記仮想電圧降下のベクトル関係を見出してなし得たものである。

【0016】上記目的を達成する本発明は、突極性を持つ同期モータの誘起電圧を、モータ印加電圧からモータ巻線の抵抗による電圧降下及びインダクタンスによる電圧降下のベクトル差により推定するときに、前記インダクタンスによる電圧降下を、前記インダクタンスに所定値を用い、かつモータ電流（ I_m ）に対して所定位相だけずれた量である仮想電圧降下により求める。そして、推定した誘起電圧からその位相を算出して前記回転子位置を推定することを特徴とする。前記仮想電圧降下のベクトルは、前記誘起電圧の位相を変化させないように導かれている。または、変化分が演算できるように導かれている。

【0017】突極性を持つ同期モータのインダクタンス定数には L_d と L_q がある。インダクタンス定数 L_d は、回転座標系（ $d-q$ 軸）の d 軸電流と磁束 ϕ_d の関係を表すパラメータで、永久磁石型の場合は磁石が作る磁束と d 軸電流による磁束 ϕ_d の方向は同じになる。インダクタンス定数 L_q は、 q 軸電流と磁束 ϕ_q の関係を表すパラメータで、永久磁石型の場合は磁石が作る磁束と q 軸電流による磁束 ϕ_q は直交する。

【0018】本発明の一態様では、前記インダクタンス電圧降下は、モータ電流（ I_m ）に対して90度進むべクトルとし、前記所定値に突極機のモータ電気定数であるインダクタンス L_q を用い、この L_q と、観測可能な前記モータ電流の大きさと、観測可能なモータ印加電圧の周波数（ ω_1 ）またはモータ速度指令値（ ω_r* ）との積により求める。これにより、誘起電圧の位相に変化

を与えないインダクタンス電圧降下を、観測可能な量に基づいて算出できるので、誘起電圧の位相の推定が簡単に行える。

【0019】また、前記所定値にインダクタンス定数 L_q 、 L_d を用い、インダクタンス電圧降下をモータ電流の微分成分も考慮して求めてよい。後述するように、微分項の関係する演算には定数 L_d が用いられる。

【0020】さらに、仮想電圧降下の算出に定数 L_d 、 L_q によらない他の定数を用いたり、仮想電圧降下のモータ電流に対する進み角を90度以外の所定角としても、後述のように、本来の誘起電圧の位相の推定が可能になる。

【0021】このように、本発明は仮想電圧降下の概念を導入したこと、誘起電圧の位相、従って、回転子位置を、観測可能な量に基づいて精度よく推定できる。前記仮想電圧降下はインダクタンスに定数を用いる演算モデルであるが、定数を用いた影響が誘起電圧の位相に表われないようにベクトル関係を導いているので、本発明で求める誘起電圧の位相は従来例のような近似（ $\sin \Delta \theta \approx \Delta \theta$ ）ではなく、広い範囲に亘って正確な値を得ることができる。

【0022】また、本発明の同期モータのセンサレス制御方法は、上記のように観測可能量から推定した誘起電圧の位相が、制御回転座標上の仮想の回転子位置と観測不可能な実際の回転子位置との軸ずれ角を表すことにに基づいて、この軸ずれ角が実際の回転子位置より仮想の回転子位置が回転子の回転方向に進んでいることを示す値の場合は仮想の回転子位置の回転速度を下げるよう、また、遅れていることを示す値の場合は仮想の回転子位置の回転速度を上げるように、モータ印加電圧の周波数を制御することを特徴とする。

【0023】あるいは、前記誘起電圧の位相から推定した軸ずれ角が実際の回転子位置より仮想の回転子位置が回転子の回転方向に進んでいる値の場合は、実際の回転子位置の回転速度を上げるように、また、遅れている値の場合は実際の回転子位置の回転速度を下げるよう、モータのトルク指令値を制御する。

【0024】これによれば、モータ誘起電圧の位相から制御軸と実軸の軸ずれ $\Delta \theta$ を直接に求めるので、負荷急変などで軸ずれが大きくなる場合でも、安定で精度の高い制御が可能になる。

【0025】また、本発明の制御方式では、前記軸ずれ角の誤差補償値を設定し、軸ずれ角と誤差補償値の差が零となるように前記モータ印加電圧の周波数またはトルク指令値を制御することを特徴とする。さらに、前記誤差補償値の設定は、前記モータの回転数や負荷が一定の状態で前記モータ電流が最小化するように調整する。これにより、設定パラメータ誤差の影響を回避し、より高精度の制御が実現できる。

【0026】次に、本発明の動作原理について、突極機

の電圧方程式から軸ずれ $\Delta\theta$ を導出する過程を含めて説明する。

【0027】図2は永久磁石同期モータの解析モデル図で、U相、V相、W相の固定子巻線と永久磁石回転子を示している。図示の回転角度は、モータを駆動する交流電圧の電気角で表している。d軸を永久磁石回転子の磁束方向の位置にとり、制御上の仮想回転子位置としてd c軸をとる。図示していないが、d軸から90度進んだ位相にq軸をとり、d c軸から90度進んだ位相にq c軸をとる。回転子座標は、d軸とq軸を座標軸に選んだ座標系である。これ以後、d-q座標軸を単に実軸と呼ぶ。また、仮想回転子座標（制御上の回転子座標）は、d c軸とq c軸を座標軸に選んだ座標系である。これ以後、d c-q c座標軸を単に制御軸と呼ぶ。

【0028】実軸は回転しており、回転速度を ω_r とする。制御軸も回転しており、回転速度を ω_1 とする。 ω_1 は制御軸の回転速度であるが、モータが外部から駆動されている場合には、モータ印加電圧の周波数に相当する。また、ある瞬間の回転している実軸において、d軸の位相を固定子のU相巻線軸を基準として θ_d により表す。同様に、制御軸ではd c軸の位相を θ_{dc} で表す。なお、位相の極性は、図2の回転子座標の回転方向が反時計回りの場合を正と定める。ここで、実軸と制御軸との軸ずれ角 $\Delta\theta$ を、数1によって定義する。

【0029】

【数1】

$$\Delta\theta = \theta_{dc} - \theta_d$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix}$$

【0035】数3を数2へ代入して整理すると、仮想回転子座標の電圧方程式は数4により表される。

$$\begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + \omega_1 \begin{bmatrix} L_{dq} & -L_{qc} \\ L_{dc} & -L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + \frac{d\Delta\theta}{dt} \begin{bmatrix} -L_{dq} & -L_{dc} \\ L_{qc} & L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} L_{dc} & -L_{dq} \\ -L_{dq} & L_{qc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pI_{dc} \\ pI_{qc} \end{bmatrix} + k_E \omega_r \cdot \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix}$$

【0037】ここで、インダクタンス L_{dc} 、 L_{qc} 、 L_{dq} は数5により表される。

【0038】

【数5】

$$\begin{cases} L_{dc} = \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2 \cdot \Delta\theta) \\ L_{qc} = \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2 \cdot \Delta\theta) \\ L_{dq} = \frac{L_d - L_q}{2} \sin(2 \cdot \Delta\theta) \end{cases}$$

【0039】数5からわかるように、 L_{dc} 、 L_{qc} 、

【0030】突極性を持つ永久磁石同期モータの回転子座標で、数2の電圧方程式が成り立つことが知られている。ただし、r、 L_d および L_q はモータ巻線の抵抗、インダクタンスを表す電気定数パラメータ、pは微分演算子である。

【0031】

【数2】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_1 L_q \cdot I_q \\ \omega_1 L_d \cdot I_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d \cdot pI_d \\ L_q \cdot pI_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_E \omega_r \end{bmatrix}$$

【0032】ここで、 V_d と V_q はモータ印加電圧 V_1 のd軸成分とq軸成分であり、 I_d と I_q はモータ電流 I_m のd軸成分とq軸成分である。なお、 V_d 、 V_q 、 I_d 、 I_q は実軸上の電圧、電流値であるから、実軸の位置がわからない位置センサレス制御の場合は観測不能な量である。また、数2の右辺第4項の $k_E \cdot \omega_r$ はモータの回転により生じる速度起電力、つまり、誘起電圧の大きさを表している。

【0033】位置センサレス制御の場合、印加電圧 V_1 の周波数 ω_1 は観測可能だが、回転子の回転速度 ω_r は観測不能である。そこで、数2を仮想回転子座標の式に変形する。実軸と制御軸の軸ずれは $\Delta\theta$ であるから、実軸の電圧、電流ベクトルは、観測可能な制御軸の電圧 V_{dc} 及び V_{qc} 、電流値 I_{dc} および I_{qc} から、数3により表される。

【0034】

【数3】

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix}$$

【0036】

【数4】

$$\begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + \omega_1 \begin{bmatrix} L_{dq} & -L_{qc} \\ L_{dc} & -L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + \frac{d\Delta\theta}{dt} \begin{bmatrix} -L_{dq} & -L_{dc} \\ L_{qc} & L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} L_{dc} & -L_{dq} \\ -L_{dq} & L_{qc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pI_{dc} \\ pI_{qc} \end{bmatrix} + k_E \omega_r \cdot \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix}$$

L_{dc} は軸ずれ $\Delta\theta$ に依存して値が変化する。

【0040】図3は突極性を持つ永久磁石モータにおいて、各部の電圧の関係を表したベクトル図である。モータ印加電圧 V_1 は、速度起電力である誘起電圧と、抵抗での電圧降下ベクトル V_r 、インダクタンスでの電圧降下ベクトル V_L の和で表される。ここでは、簡単のためにモータ電流 I_d 、 I_q の変化がなく、一定値と見なせる場合のベクトル図を示している。これは、数2の右辺第3項、あるいは数4の右辺第3、4項の微分項を無視したことになる。

【0041】一般に、速度起電力に基づく磁極位置の推定は、モータ誘起電圧の位相が磁束軸から90度進んだ

q 軸方向に現れることを利用している。そこで、制御軸である $d_c - q_c$ 座標上において、誘起電圧ベクトルの成分を推定し、そのベクトルが q_c 軸となす角を図3に示すように求めれば、制御軸と実軸との軸ずれ $\Delta\theta$ を求めることができる。誘起電圧項は外部から観測できないので、通常は観測可能な量から誘起電圧項を推定する。推定には各種方法が提案されているが、基本的にはモータ印加電圧 V_1 から、抵抗及びインダクタンスにおける電圧降下ベクトル V_r 、 V_L を差し引いて推定誘起電圧を求める。

【0042】誘起電圧項の推定に必要な電圧降下ベクトルのなかで、抵抗の電圧降下 V_r は観測可能な量から演算可能である。 V_r は、位相がモータ電流 I_m と同位相であり、大きさがモータ電流の r 倍になる。この関係は座標系によらず成り立ち、ベクトル図上では V_r と I_m が同じ方向で表される。このため、観測可能な $d_c - q_c$ 座標における電流検出値 I_{dc} 、 I_{qc} から、抵抗の電圧降下 V_r は演算できる。

【0043】一方、インダクタンスでの電圧降下 V_L は実軸の位置がわからないと演算することができない。 V_L は、実軸上で d 軸方向が $-\omega_1 \cdot L_q \cdot I_q$ で、 q 軸方向が $\omega_1 \cdot L_d \cdot I_d$ で表されるベクトルであり、 V_L を求めるには実軸での電流値 I_d 、 I_q が必要になる。しかし、実軸での電流値 I_d 、 I_q は観測不能であるため、インダクタンスの電圧降下 V_L を演算することができない。

【0044】これを電圧方程式で説明する。数4において右辺第2、3、4項が電圧降下 V_L を表しているが、これらはインダクタンスパラメータ L_{dc} 、 L_{qc} 、 L_{dq_c} を含んでいるので、軸ずれ $\Delta\theta$ の値が求まらなければ演算できない。位置センサレス制御では $\Delta\theta$ は求められないから、 V_L を演算することができない。例えば、引用例2の技術では、軸ずれ $\Delta\theta$ が零の場合のインダクタンス値を用いて V_L の近似値を演算している。しかし、軸ずれ $\Delta\theta$ が零近傍から外れると近似誤差が大きくなるため、誘起電圧位相を正しく推定できなくなる。

【0045】そこで、本発明では、インダクタンスの電圧降下に仮想電圧降下の概念を導入した。仮想電圧降下は一種の演算モデルであるが、これを用いて演算しても、目的の誘起電圧の位相の精度を損なわないように、(1) 仮想電圧降下 V_L' は観測可能な電流量から演算できること、(2) 上記(1)を満たすため、 V_L' は電流位相から所定の位相だけずれた成分で、電流微分値の位相から所定の位相の和により構成されること、(3) モータ印加電圧 V_1 から、抵抗の電圧降下 V_r および仮想電圧降下 V_L' を差し引いて求めたベクトル(仮に、仮想誘起電圧と呼ぶ)の位相は、本来のモータ誘起電圧の位相と同一になるようにベクトル関係を保持することを、条件として導出した。なお、差し引いて求めた仮想

誘起電圧の位相と誘起電圧の位相が同一となるために V_L' の大きさを適切に定めなければならない。

【0046】本発明では演算を簡単にするために、条件(2)において、仮想電圧降下 V_L' を電流位相から90度進んだ位相の成分と、電流微分の位相と同位相の成分の和によって構成する。これにより、モータ印加電圧 V_1 から、抵抗の電圧降下 V_r および仮想電圧降下 V_L' を差し引いて求めたベクトルの位相は、本来の誘起電圧の位相と同じになる。なお、仮想電圧降下 V_L' の算出式の導出結果として、後述のように、電流位相から90度進んだ位相の成分のみにより構成されてもよい。

【0047】次に、これらの条件を満たす仮想電圧降下を説明する。図4は、図3と同様の電圧方程式の関係を、仮想電圧降下 V_L' を用いて描いたベクトル図である。図3の電圧降下 V_L では d 軸、 q 軸で違っていたインダクタンス値を、図4の仮想電圧降下 V_L' では、条件(2)を満たすため、どちらも同じインダクタンス値とする。また、条件(3)を満たすために、 V_L' では誘起電圧と同じ位相の q 軸成分のインダクタンス値を変更する。

【0048】これにより、 V_L' では I_d と I_q に乗じる係数が両者とも同じ $\omega_1 \cdot L_q$ となるから、 V_L' の位相は観測電流 I_m から90度進んだ位相となる。従って、制御軸の電流観測値 I_{dc} 、 I_{qc} が求まれば、 V_L' の位相は電流 I_m から90度進んだ位相として求めることができる。また、 V_L と V_L' で異なるのは q 軸方向成分であるから、白抜き矢印で示した誘起電圧(仮想誘起電圧)は、図3の誘起電圧と比べると変化するのは大きさだけであって、位相は変化していない。即ち、定数 L_q を用いてインダクタンスによる電圧降下を算出することで、誘起電圧の位相の情報が損なわれることはない。なお、図3と図4で、誘起電圧及びそれと同相のインダクタンス電圧降下の大きさの和は同じになる。

【0049】図4の仮想電圧降下 V_L' の2つの成分は、図3との比較を容易にするために、観測不可能な実軸上の値で示している。図5は、図4の仮想電圧降下 V_L' を観測可能な制御軸上の値で示したものである。すなわち、図5において観測できる電流値 I_{dc} 、 I_{qc} を用い、それぞれに $L_q \cdot \omega_1$ を乗じた成分によって、仮想電圧降下 V_L' を表している。

【0050】次に、仮想電圧降下 V_L' を用いた図5の電圧関係を、突極機の $d-q$ 座標上の電圧方程式として導出する過程を説明する。数2は実軸上の電圧方程式で、右辺第2、第3項がインダクタンスの電圧降下 V_L を表している。これを数6、数7のように分けて表す。

【0051】

【数6】

$$\begin{bmatrix} -\omega_1 L_q I_q \\ \omega_1 L_d I_d \end{bmatrix} = L_q \omega_1 \begin{bmatrix} -I_q \\ I_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 L_d I_d - \omega_1 L_q I_d \end{bmatrix}$$

【0052】

【数7】

$$\begin{bmatrix} L_d \times pI_d \\ L_q \times pI_q \end{bmatrix} = L_d \begin{bmatrix} pI_d \\ pI_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ L_q \times pI_q - L_d \times pI_q \end{bmatrix}$$

【0053】数6では、数2右辺第2項を、電流位相から90度進んだ成分と、調整成分に分けて表している。数7では、数2右辺第3項を、電流の微分量と同じ位相の成分と、調整成分に分けて表している。

【0054】数6および数7の右辺第1項は、突極性によってd q軸で異なるインダクタンスの値を一定と仮定して求めた電圧降下といえる。ただし、一定にするインダクタンス値は、数6、数7の左辺のベクトルにおいて、d軸成分に使われているインダクタンス値とする。これは、数6、数7の右辺第2項の調整成分が、誘起電圧の成分と同じq軸に値を持つようになるためである。

【0055】数6、数7の各々の右辺第1項をまとめたものを仮想電圧降下VL'として、VL'は数8により

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \omega_1 L_q \begin{bmatrix} -I_q \\ I_d \end{bmatrix} + L_d \begin{bmatrix} pI_d \\ pI_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_E \omega_r + \omega_1 (L_d - L_q) \cdot I_d + (L_q - L_d) \cdot pI_q \end{bmatrix}$$

【0060】数9の右辺第1～第3項は、抵抗での電圧降下とインダクタンスでの仮想電圧降下である。

【0061】数9の右辺第4項は、仮想電圧降下を用いたときの誘起電圧分と考えられる。この誘起電圧は、数2の誘起電圧と大きさは異なるが、成分はq軸に含まれ、d軸成分は零であることから、位相は全く同じになる。第4項の中の各項は、kE・ωrが永久磁石界磁によって生じる速度起電力、ω1・(Ld-Lq)Idが

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} &= r \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + L_d p \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} \\ &+ \omega_1 L_q \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_E \omega_r + \omega_1 (L_d - L_q) I_d + (L_q - L_d) \times pI_q \end{bmatrix} \end{aligned}$$

【0064】数10を変形していくと、最終的に仮想電圧降下を用いたときの制御軸における突極機の電圧方程式は、数11として表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} &= r \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + L_d \begin{bmatrix} \frac{dI_{dc}}{dt} \\ \frac{dI_{qc}}{dt} \end{bmatrix} + \left(\omega_1 L_q + L_d \frac{d\Delta\theta}{dt} \right) \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} \\ &+ \{ k_E \omega_r + \omega_1 (L_d - L_q) \cdot I_d + (L_q - L_d) \cdot pI_q \} \cdot \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

【0066】数11からΔθを導く式を導出する。まず、数11の誘起電圧項をまとめて、数12を得、数12から、制御軸と実軸の軸ずれΔθを表す数13が得ら

表される。

【0056】

【数8】

$$V_L' = L_q \omega_1 \begin{bmatrix} -I_q \\ I_d \end{bmatrix} + L_d \begin{bmatrix} pI_d \\ pI_q \end{bmatrix}$$

【0057】以上をまとめると、インダクタンスの仮想電圧降下は以下により演算される電圧降下である。即ち、回転速度ω1に比例する項は、インダクタンスLqを使って計算する。電流変化d Id/dt、d Iq/dtに比例する項は、インダクタンスLdを使って計算する。

【0058】次に、数6、数7を数2へ代入すると、仮想電圧降下を用いた場合の実軸における突極機の電圧方程式は数9により表される。

【0059】

【数9】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \omega_1 L_q \begin{bmatrix} -I_q \\ I_d \end{bmatrix} + L_d \begin{bmatrix} pI_d \\ pI_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_E \omega_r + \omega_1 (L_d - L_q) \cdot I_d + (L_q - L_d) \cdot pI_q \end{bmatrix}$$

リラクタンストルクと関係する誘起電圧分、(Lq-Ld)pIqがq軸電流の変化による誘起電圧を表している。

【0062】数9を制御軸における電圧方程式に変形する。まず、数3を数9へ代入して、数10を得る。

【0063】

【数10】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} &= r \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + L_d \begin{bmatrix} \frac{dI_{dc}}{dt} \\ \frac{dI_{qc}}{dt} \end{bmatrix} + \left(\omega_1 L_q + L_d \frac{d\Delta\theta}{dt} \right) \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} \\ &+ \{ k_E \omega_r + \omega_1 (L_d - L_q) I_d + (L_q - L_d) \times pI_q \} \cdot \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

【0065】

【数11】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} &= r \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + L_d \begin{bmatrix} \frac{dI_{dc}}{dt} \\ \frac{dI_{qc}}{dt} \end{bmatrix} + \left(\omega_1 L_q + L_d \frac{d\Delta\theta}{dt} \right) \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} \\ &+ \{ k_E \omega_r + \omega_1 (L_d - L_q) I_d + (L_q - L_d) \times pI_q \} \cdot \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

れる。

【0067】

【数12】

$$\begin{aligned} & \left\{ k_r (\omega_1 + \omega_1 (L_d - L_q) \cdot I_d) + (L_q - L_d) \cdot p I_q \right\} \cdot \begin{bmatrix} \sin \Delta \theta \\ \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} - r \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} - L_d \begin{bmatrix} \frac{dI_{dc}}{dt} \\ \frac{dI_{qc}}{dt} \end{bmatrix} - \left(\omega_1 L_q + L_d \frac{d \Delta \theta}{dt} \right) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

【0068】

$$\Delta \theta = \tan^{-1} \left[\frac{V_{dc} - r \cdot I_{dc} - L_d \frac{dI_{dc}}{dt} + \left(\omega_1 L_q + L_d \frac{d \Delta \theta}{dt} \right) \cdot I_{qc}}{V_{qc} - r \cdot I_{qc} - L_d \frac{dI_{qc}}{dt} - \left(\omega_1 L_q + L_d \frac{d \Delta \theta}{dt} \right) \cdot I_{dc}} \right]$$

【0069】以上のように、突極機の電圧方程式である数2を変形した結果、仮想電圧降下を用いた電圧方程式を経て、制御軸と実軸の軸ずれ $\Delta \theta$ を表す数13が得られる。この導出の過程では、 $\sin \Delta \theta \approx \Delta \theta$ の近似を行ったり、インダクタンスの値を近似したりしていない。従って、数13はどのような運転状態においても成立する。例えば、制御軸と実軸が同期せずに回転している場合でも成り立つ。

【0070】数13の右辺において、唯一観測できない量が $\Delta \theta$ の微分である。そこで、位置センサレス制御で回転子位置推定に使用できる軸ずれ $\Delta \theta$ の推定式を次のように導出する。

【0071】 $\Delta \theta$ の微分は数1から、実軸速度と制御軸速度の差によって、数14のように表される。

【0072】

【数14】

$$\frac{d \Delta \theta}{dt} = \frac{d}{dt} (\theta_{dc} - \theta_d) = \omega_1 - \omega_r$$

【0073】永久磁石同期モータが脱調しないで駆動されている場合は、実軸速度 ω_r と制御軸速度 ω_1 が近い値をとる。このため、数13の I_{dc} 、 I_{qc} の係数部は数15のように近似でき、軸ずれ推定式は数16で表される。なお、通常のモータ運転では脱調しないように制御するものであり、数15の近似が実用上の精度を低下させることにはならない。

【0074】

【数15】

$$\omega_1 L_q + L_d \frac{d \Delta \theta}{dt} = \omega_1 L_q + (\omega_1 - \omega_r) L_d = \omega_1 L_q$$

【0075】

【数16】

$$\Delta \theta \approx \tan^{-1} \left[\frac{V_{dc} - r \cdot I_{dc} - L_d \frac{dI_{dc}}{dt} + \omega_1 L_q \cdot I_{qc}}{V_{qc} - r \cdot I_{qc} - L_d \frac{dI_{qc}}{dt} - \omega_1 L_q \cdot I_{dc}} \right]$$

【数13】

【0076】数16によれば、制御軸の位置に依存することなく観測可能な値から突極機の誘起電圧の位相角、つまり、軸ずれ角 $\Delta \theta$ を正確に推定できるので、本発明の位置センサレスによる回転子位置の推定が可能になる。また、この $\Delta \theta$ を用いた突極機の位置センサレス制御により、数万 rpm の高速運転や、大きな軸ずれが発生する負荷急変や急加減速運転などにおいても、脱調しない安定な制御を実現することができる。

【0077】さらに、永久磁石同期モータが脱調しないで駆動されている場合、回転座標系に変換された電流 I_{dc} 、 I_{qc} の微分はモータ電流の大きさ I_m （波高値）の変化及びモータ電流の位相の変化を表している。これは、後述する数24において、検出電流である相電流 i_u 、 i_w に、 $i_u = I_m \cdot \cos(\theta_{dc} + \pi/2 + \phi_c)$ 、 $i_w = I_m \cdot \cos(\theta_{dc} - 4\pi/3 + \pi/2 + \phi_c)$ を代入し、 I_{dc} と I_{qc} の微分を計算すれば示される（ただし、 ϕ_c は電流の位相）。

【0078】ところで、モータ速度や負荷が一定の状態では、モータ電流の大きさ及び位相の変化は微小であるから、電流 I_{dc} 、 I_{qc} の微分項は零とみなせる。そこで、電流 I_{dc} 、 I_{qc} の微分項を無視できると仮定すれば、さらに簡略化された軸ずれ推定式として数17が得られる。

【0079】

【数17】

$$\Delta \theta \approx \tan^{-1} \left[\frac{V_{dc} - r \cdot I_{dc} + \omega_1 L_q \cdot I_{qc}}{V_{qc} - r \cdot I_{qc} - \omega_1 L_q \cdot I_{dc}} \right]$$

【0080】数17では、インダクタンスのパラメータで必要なのは L_q のみとなり、図5のベクトル図と同じ電圧関係になっている。パラメータ誤差が軸ずれ推定値に与える影響を考慮すると、推定式に用いるパラメータは少ないほど好ましい。従って、数17を用いて軸ずれ $\Delta \theta$ を推定する方法は、従来例2、3に比べてロバスト性の面でも優れている。

【0081】数17は、インダクタンスの仮想電圧降下

V_L' の計算に定数 L_q を用い、 V_L' の位相がモータ電流 I_m より 90 度進むベクトル関係から導かれたもので、簡単な計算によって誘起電圧の位相を推定することができる。しかし、定数 L_q と異なる定数や、90 度以外の位相として求めた仮想電圧降下 V_L' によっても、計算は多少複雑になるが本来の誘起電圧の位相推定は可能になる。

【0082】仮想電圧降下 V_L' の算出に L_q と値の異なる L_q' を用いた場合、 V_L' のベクトルが図4または図5の関係にならないので、推定した誘起電圧の位相は本来の位相とずれてしまう。しかし、 L_q と L_q' の差 ΔL_q が分かれれば、推定した誘起電圧の d 軸成分の大きさは “ $\omega_1 \cdot \Delta L_q \cdot I_q$ ”、q 軸成分の大きさは “ $K_E \cdot \omega r + \omega_1 (L_d - L_q') I_d$ ” となるので、推定した誘起電圧の位相ずれは演算により求められる。従って、インダクタンス電圧降下の演算に任意のパラメータ値 L_q' を用いても、本来の誘起電圧の位相の推定ができる。

【0083】また、 V_L' の位相を 90 度以外の位相に選んだ場合は、推定した誘起電圧の位相は本来の位相とずれる。しかし、選んだ位相とモータ電流の位相が分かっていれば、推定した誘起電圧の位相ずれは演算により求められる。従って、インダクタンスの仮想電圧降下のベクトルをモータ電流から 90 度進み以外に選んだ場合でも、位相ずれを考慮すれば本来の誘起電圧の位相の推定ができる。

【0084】次に、軸ずれ推定式の他の導出を説明する。上記では、数13に表す制御軸での電圧、電流量から軸ずれ $\Delta\theta$ の推定式を導出したが、軸ずれは観測座標系が変わっても同様に求めることができる。以下では、モータの電流軸を基準とした座標系において、軸ずれ $\Delta\theta$ の推定式の導出を説明する。

【0085】図6は、図3および図4と同条件でのベクトル図を、電流軸を基準として示している。なお、q_c 軸からみた電流軸の位相を ϕ_c 、電流軸からみたモータ印加電圧 V_1 の位相を ϕ_v とする。また、q 軸からみた電流軸の位相を ϕ_m とする。 ϕ_m と ϕ_c の間には $\phi_m =$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta + \phi_c) & -\sin(\Delta\theta + \phi_c) \\ \sin(\Delta\theta + \phi_c) & \cos(\Delta\theta + \phi_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -V_1 \sin \phi_v \\ V_1 \cos \phi_v \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta + \phi_c) & -\sin(\Delta\theta + \phi_c) \\ \sin(\Delta\theta + \phi_c) & \cos(\Delta\theta + \phi_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ I_m \end{bmatrix}$$

【0093】数19を、仮想電圧降下を用いた場合の実軸における突極機の電圧方程式である数9に代入して整理すると、数20が得られる。

$\phi_c + \Delta\theta$ の関係が成立立つ。なお、 ϕ_c 、 ϕ_v は観測可能な量であるが、 ϕ_m は観測不能な量である。

【0086】電流軸を観測座標の基準として選ぶと、モータ印加電圧ベクトルとモータ電流ベクトルは、数18により表される。

【0087】

【数18】

$$\text{モータ印加電圧ベクトル } V_1 = \begin{bmatrix} -V_1 \sin \phi_v \\ V_1 \cos \phi_v \end{bmatrix}$$

$$\text{モータ電流ベクトル } I_m = \begin{bmatrix} 0 \\ I_m \end{bmatrix}$$

【0088】数18のベクトル量は、電流の方向に対して直交する成分と同方向の成分を表している。即ち、電圧 V_1 は、電流と直交する電圧成分が $-V_1 \cdot \sin \phi_v$ であり、電流と同方向の電圧成分が $V_1 \cdot \cos \phi_v$ である。同様に、電流は、直交方向の成分が零であり、同方向の成分が電流の大きさ I_m である。

【0089】一方、抵抗の電圧降下 V_r は電流と同位相になるから、電流と直交する成分が零であり、電流と同方向の電圧成分が $r \cdot I_m$ になる。また、インダクタンスでの仮想電圧降下 V_L' は電流から 90 度位相が進んだ成分だから、電流と直交する成分が “ $-L_q \cdot \omega_1 \cdot I_m$ ” であり、電流と同方向の電圧成分が零になる。

【0090】以上より、電流軸を基準とした誘起電圧は、電流と直交する成分が “ $-V_1 \cdot \sin \phi_v - L_q \cdot \omega_1 \cdot I_m$ ”、電流と同方向の成分が “ $V_1 \cdot \cos \phi_v - r \cdot I_m$ ” としてそれぞれ求められる。従って、これらの値を用いれば、観測不可能な ϕ_m を求めることができる。

【0091】次に、電流軸を基準としたときの電圧方程式を導き、そこから軸ずれ $\Delta\theta$ を表す式を導出する。実軸の電圧、電流ベクトルは数18の電流軸を基準とした量から、数19により演算できる。

【0092】

【数19】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta + \phi_c) & -\sin(\Delta\theta + \phi_c) \\ \sin(\Delta\theta + \phi_c) & \cos(\Delta\theta + \phi_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -V_1 \sin \phi_v \\ V_1 \cos \phi_v \end{bmatrix}$$

【0094】

【数20】

$$\begin{bmatrix} -V_1 \sin \phi_v \\ V_1 \cos \phi_v \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} 0 \\ I_m \end{bmatrix} + L_d \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{dI_m}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_1 L_q - L_d \frac{d\phi_c}{dt} - L_d \frac{d\Delta\theta}{dt} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot I_m \\ + \left\{ k_E \omega_r + \omega_r (L_d - L_q) \cdot I_d + (L_q - L_d) \cdot p I_q \right\} \cdot \begin{bmatrix} \sin \phi_m \\ \cos \phi_m \end{bmatrix}$$

【0095】数20の右辺第4項には、電流軸で観測したときの誘起電圧の位相情報 ϕ_m が含まれる。右辺第4項についてまとめ、 ϕ_m について解くと数21が得られる。

$$\phi_m = \tan^{-1} \left[- \frac{V_1 \sin \phi_v - \left\{ \omega_1 L_q + L_d \frac{d\phi_c}{dt} + L_d \frac{d\Delta\theta}{dt} \right\} \cdot I_m}{V_1 \cos \phi_v - r \cdot I_m - L_d \frac{dI_m}{dt}} \right]$$

【0097】ここで、 $\Delta\theta = \phi_m - \phi_c$ であるから、軸ずれ $\Delta\theta$ が数22により表される。

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \left[- \frac{V_1 \sin \phi_v - \left\{ \omega_1 L_q + L_d \frac{d\phi_c}{dt} + L_d \frac{d\Delta\theta}{dt} \right\} \cdot I_m}{V_1 \cos \phi_v - r \cdot I_m - L_d \frac{dI_m}{dt}} \right] - \phi_c$$

【0099】数9の右辺において、モータ電圧の大きさ V_1 と位相 ϕ_v 、電流の大きさ I_m と位相 ϕ_c 、制御座標軸の回転速度 ω_1 は観測可能な量である。また、数16、数17を求めたときと同様の近似を行うと、電流軸を観測系としたときの軸ずれ $\Delta\theta$ の推定式は数23で表される。

【0100】

【数23】

$$\Delta\theta \approx \tan^{-1} \left[- \frac{V_1 \sin \phi_v - \omega_1 L_q \cdot I_m}{V_1 \cos \phi_v - r \cdot I_m} \right] - \phi_c$$

【0101】数23によれば、制御軸の位置に依存することなく観測可能な値から突極機の軸ずれ角 $\Delta\theta$ を正確に推定できるので、本発明の位置センサレスによる回転子位置の推定が可能になる。数17と同様に、数23はインダクタンスのパラメータで必要なのは L_q のみになるので、ロバスト性も優れている。

【0102】なお、数13、数16、数17、数21、数22及び数23のそれぞれにおいて用いた \tan の逆関数は、関数の入力となる分母、分子の符号を考慮して出力範囲を $-\pi \sim \pi$ (rad) にひろげた拡張関数を用いる。特に断らない限り、本発明において用いる \tan の逆関数は、上述のように拡張された関数とする。

【0103】また、本説明ではモータ回転子の回転方向が正の場合について説明したが、回転方向が逆の場合では、速度起電力の方向が正転時と変わるので考慮して、軸ずれ $\Delta\theta$ を求める \tan 逆関数の分母と分子の符号を考慮することにより、同様に軸ずれ $\Delta\theta$ を求めることがで

る。

【0096】

【数21】

【0098】

【数22】

きる。

【0104】以上述べたように、本発明では制御系から観測可能な量を用いて軸ずれ $\Delta\theta$ を推定することができる。これら得られた軸ずれ $\Delta\theta$ の推定値を用い、永久磁石同期モータの位置センサレス制御を以下の方針によって行う。

【0105】第1の方法として、得られた軸ずれ $\Delta\theta$ の推定値に基づいて、 $\Delta\theta$ が零になるようにモータに加える交流電圧の周波数 ω_1 を修正する方法がある。このように周波数を制御することによって、仮想回転軸をモータの回転子軸に追従するように制御できる。また、第2の方法として、得られた軸ずれ $\Delta\theta$ の推定値に基づいて、 $\Delta\theta$ が零になるようにモータのトルク指令値を修正する方法がある。これにより、モータの回転子軸は制御軸の回転に追従するように制御される。

【0106】ところで、前述した数16、数17あるいは数23で表される軸ずれ $\Delta\theta$ の推定式は、用いるパラメータが実際の値と一致する場合は $\Delta\theta$ を正しく推定できる。しかし、パラメータ設定値には誤差分が含まれ、実際の値からずれているのが普通である。このため、パラメータ誤差によって軸ずれ $\Delta\theta$ の推定値には誤差が生じる。

【0107】例えば、数17において、軸ずれ $\Delta\theta$ を推定するときに必要なパラメータ値は、抵抗 r 、インダクタンス L_q である。ここで、 L_q の設定値が実値よりも大きいときには、図4において仮想電圧降下 V_L' が大きくなるから、推定した誘起電圧の位相は、白抜き矢印で示した誘起電圧の真値よりも遅れてしまう。同様に、

抵抗 r が大きい場合には図4において電圧降下 V_r が大きくなるから、推定した誘起電圧の位相は、白抜き矢印で示した誘起電圧の真値よりも進んでしまう。

【0108】以上のように、パラメータ誤差による影響は、軸ずれ $\Delta\theta$ の推定値に定常的な誤差として現れる。実際には、複数のパラメータ誤差の影響が複合して、最終的な軸ずれ $\Delta\theta$ の誤差が決まる。

【0109】この誤差のため、制御軸の位相は実軸に一致させることができず、定常的な軸ずれ $\Delta\theta_e$ が残る。この状態では指令値通りの電流が実軸に流れず、トルク発生に関係する電流成分が減少する。これにより発生トルクが減少し、回転子の速度低下を招く。この時、位置センサレス制御系は速度が低下しないように、モータ電流を増加するように動作する。結果的に、定常的な軸ずれ $\Delta\theta_e$ が生じるとモータ電流は大きくなる。

【0110】これを逆に考えると、実軸と制御軸の位相が一致すれば、モータ電流の大きさは最小になることを示している。この現象を利用して、本発明では推定誤差 $\Delta\theta_e$ を以下のように補正する。

【0111】推定誤差 $\Delta\theta_e$ 補正のため、軸ずれ誤差補償値 $\Delta\theta^*$ を導入し、 $\Delta\theta^* - \Delta\theta$ が零になるように、モータに加える交流電圧の周波数 ω_1 を修正する。または、 $\Delta\theta^* - \Delta\theta$ が零になるようにモータのトルク指令値を修正する。軸ずれ誤差補償値 $\Delta\theta^*$ には初期値として零を代入し、モータの回転数や負荷が一定で変化しない状態で、モータ電流を最小化するように $\Delta\theta^*$ を微小量に変化させる。その結果、誤差補償値 $\Delta\theta^*$ は、最終的に軸ずれ推定での定常誤差 $\Delta\theta_e$ に限りなく近くすることができ、推定誤差 $\Delta\theta_e$ の影響を軽減できる。

【0112】

【発明の実施の形態】本発明の実施形態について、図1から図12参照して説明する。図1は本発明の一実施例で、同期モータの位置センサレス制御を実現する制御装置の全体構成を示す。電源11は直流電圧 E_{dc} を作成し、平滑コンデンサ12を充電する。直流電圧 E_{dc} はインバータ13によって可変電圧、可変周波数の3相交流に変換され、同期モータ2に印加される。電圧検出部31はモータに加える電圧を制御するために必要な直流電圧 E_{dc} を検出する。モータ電流検出部32は位置センサレス制御に必要なモータ電流を検出する。

【0113】座標変換部41は、モータ電流検出部32で検出されたモータ電流 i_u 、 i_w より、仮想回転子位置 d_c 軸の位相 θ_{dc} に基づいて座標変換を行い、制御上の仮想回転座標 $d_c - q_c$ 座標系における d_c 軸電流 I_{dc} 、 q_c 軸電流 I_{qc} を出力する。電流 I_{dc} 、 I_{qc} は検出したモータ電流 i_u 、 i_w から変換された観測可能な値（観測値）で、以下では観測電流と呼ぶ。

【0114】観測電流 I_{dc} は、電流指令作成部52から出力された d 軸電流指令値 I_{dc}^* と比較され電流誤差が演算される。 d 軸電流制御部42dは前記電流誤差

に基づいて I_{dc} が指令値に追従するように制御する。同様に、観測電流 I_{qc} は、電流指令作成部52から出力された電流指令値 I_{qc}^* と比較され電流誤差が演算される。 q 軸電流制御部42qは前記電流誤差に基づいて I_{qc} が指令値に追従するように制御する。

【0115】電流フィードフォワード補償部43は電流応答向上、及び d 軸と q 軸電流制御系間の非干渉化のために用いるフィードフォワード補償要素である。 d 軸電流制御部42d、 q 軸電流制御部42q、および電流フィードフォワード補償部43により出力された信号により、 d 軸電圧指令 V_{dc}^* 、 q 軸電圧指令 V_{qc}^* が演算される。

【0116】逆変換部44は、電圧指令 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* より、仮想回転子位置 d_c 軸の位相 θ_{dc}^* に基づいて逆変換を行い、3相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を作成する。作成された3相電圧指令に基づいて、パルス幅変調部45により周知のパルス幅変調（PWM）されたドライブ信号が作られ、駆動回路を介してインバータ13の半導体スイッチ素子が制御される。

【0117】速度制御部51では、速度指令 ω_r^* と推定速度 ω_{r_det} よりトルク指令 τ^* を作成する。電流指令作成部52はトルク指令 τ^* の値から、 d 軸電流指令 I_{dc}^* 、 q 軸電流指令 I_{qc}^* を作成する。推定速度 ω_{r_det} は制御軸の回転速度であるインバータ出力周波数 ω_1 から高周波変動成分を取り除いたもので、センサを持つ制御系での検出速度に相当する。インバータ出力周波数 ω_1 はモータ印加電圧の周波数であり、 ω_1 を積分すると制御軸上の回転子位置（仮想回転子位置） θ_{dc} が得られる。

【0118】なお、本明細書の特許請求の範囲においては、上記の50～52の各部をまとめて電流指令作成部と呼び、また、42d、q～44及び53～55の各部をまとめて電圧指令演算部と呼んでいる。

【0119】本実施例の特徴部となる誘起電圧・軸ずれ推定演算部61は、後述するように電圧指令 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* 、検出電流 I_{dc} 、 I_{qc} 、および回転速度情報として速度指令 ω_r^* の値から同期モータ2の誘起電圧を推定する。そして、推定した誘起電圧の位相から軸ずれ推定値 $\Delta\theta$ を演算し出力する。また、誘起電圧の大きさ $|E_0|$ を出力する。

【0120】軸ずれ誤差補償部7は推定された軸ずれ $\Delta\theta$ について、上述のパラメータ誤差の影響を補償する補償量 $\Delta\theta^*$ を作成する。速度位相推定部62は軸ずれ $\Delta\theta$ 、軸ずれ誤差補償部7が出力する軸ずれ誤差補償値 $\Delta\theta^*$ からモータ印加電圧の周波数 ω_1 を決定し、 ω_1 より検出速度 ω_{r_det} と仮想軸位相（仮想回転子位置） θ_{dc} を演算し出力する。 ω_{r_det} は速度制御部51の速度制御部でモータ2の検出速度として用いられる。一方、 θ_{dc} は座標変換部41及び逆変換部44において変換を行う際に用いられる。

【0121】次に各部の動作を詳細に説明する。図7は座標変換部41の演算内容を説明するブロック図である。モータ電流検出部32より出力された検出電流 i_u 、 i_w 及び速度位相推定部62より出力された位相 θ_{dc} は座標変換演算部411に入力される。演算部4

$$I_{dc} = i_a \cdot \cos \theta_{dc} + i_b \cdot \sin \theta_{dc}$$

$$I_{qc} = -i_a \cdot \sin \theta_{dc} + i_b \cdot \cos \theta_{dc}$$

$$\text{ただし, } i_a = i_u, \quad i_b = -\frac{i_u + 2 \cdot i_w}{\sqrt{3}}$$

【0123】モータ2の検出電流 i_u 、 i_w にはスイッチングリップやノイズ成分が含まれる。そこで、座標変換部41では数24により演算した結果に対して、フィルター412、413を作成させ、 $d c - q c$ 座標軸上の観測電流から上述の成分を除く。このため、フィルタ412、413の時定数は、インバータのスイッチング周波数やモータ電流検出部32の回路仕様に合わせて所定の値に設定される。

【0124】次に速度制御部について説明する。速度指令 ω_r^* と、速度位相推定部62から出力された推定速度 ω_r_{det} は、その差 ($\omega_r^* - \omega_r_{det}$) が加算器50で演算され、速度制御部51に入力される。速度制御部51では ω_r_{det} が ω_r^* に追従するようにトルク指令 τ^* が演算され、出力される。電流指令作成部52ではトルク指令 τ^* を入力として、 $d c$ 軸電流指令値 I_{dc}^* と $q c$ 軸電流指令値 I_{qc}^* を求め出力する。これらの電流指令値は、運転状態に応じて所定の評価関数が最小になるように決める。

【0125】電流指令作成部52より出力された d 軸電流指令値 I_{dc}^* と、座標変換部41から出力された d 軸電流 I_{dc} は加算器53に入力され、両者の差が演算される。 d 軸電流制御部42dでは、(I_{dc}^*) - I_{dc} の値を零にするような補償電圧が演算され、 d 軸補償電圧 V_{Id} が出力される。また、電流指令作成部52より出力された q 軸電流指令値 I_{qc}^* と、座標変換部41から出力された q 軸電流 I_{qc} は加算器に入力され、両者の差が演算される。 q 軸電流制御部42qでは、(I_{qc}^*) - I_{qc} の値を零にするような補償電圧が演算され、 q 軸補償電圧 V_{Iq} が出力される。また、 d 軸電流指令値 I_{dc}^* 、 q 軸電流指令値 I_{qc}^* 、 および速度指令 ω_r^* は電流フィードフォワード補償部43に入力され、 d 軸モデル電圧 V_{dm} 、 および q 軸モデル電圧 V_{qm} が出力される。このモータ電圧モデルは I_{dc}^* 、 I_{qc}^* 、 ω_r^* を用い、数25により表現される。

【0126】

【数25】

11では数24に従って、 $d c - q c$ 座標軸上の観測電流 I_{dc} 、 I_{qc} が演算される。

【0122】

【数24】

$$V_{dm}^* = r_c I_d^* - \omega_t L_{qc} I_q^*$$

$$V_{qm}^* = \omega_t L_{dc} I_d^* + r_c I_q^* + k_{Ec} \omega_t$$

【0127】数25のモータ電圧モデルは数2より導出されるもので、数2の電流変化項を省略し、電圧、電流をすべて指令値に、またモータ定数をすべて設定値に置き換えたものである。また、モータ2が脱調しないで駆動されている場合、制御軸の回転速度 ω_1 は速度指令値 ω_r^* とほぼ等しいと見なせるため、 ω_1 を ω_r^* に置き換えている。

【0128】 d 軸補償電圧 V_{Id} と d 軸モデル電圧 V_{dm}^* の和が加算器55で演算され、 $d c$ 軸電圧指令 V_{dc}^* が逆変換部44に出力される。また、 q 軸補償電圧 V_{Iq} と q 軸モデル電圧 V_{qm}^* の和が加算器56で演算され、 $q c$ 軸電圧指令 V_{qc}^* が逆変換部44に出力される。

【0129】逆変換部44は制御軸上での電圧指令 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* を受けて3相電圧指令を生成する。即ち、 $d c$ 軸電圧指令 V_{dc}^* および $q c$ 軸電圧指令 V_{qc}^* を入力とし、数26に従って3相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が演算される。

【0130】

【数26】

$$V_u^* = V_a^*$$

$$V_v^* = V_a^* \left(-\cos \frac{\pi}{3} \right) + V_b^* \left(\cos \frac{\pi}{6} \right)$$

$$V_w^* = V_a^* \left(-\cos \frac{\pi}{3} \right) + V_b^* \left(-\cos \frac{\pi}{6} \right)$$

$$\text{ただし, } V_a^* = V_{dc}^* \cdot \cos \theta_{dc} - V_{qc}^* \cdot \sin \theta_{dc}$$

$$, V_b^* = V_{dc}^* \cdot \sin \theta_{dc} + V_{qc}^* \cdot \cos \theta_{dc}$$

【0131】パルス幅変調部45は既知のパルス幅変調を行う変調手段である。ここで、必要に応じて電圧検出部31によって直流電圧部の電圧 E_{dc} を検出する。

【0132】次に誘起電圧・軸ずれ推定演算部61について説明する。図8は、誘起電圧推定・軸ずれ演算部の一実施例を示すブロック図である。誘起電圧・軸ずれ推定演算部61は制御軸である $d c - q c$ 座標系において軸ずれ $\Delta \theta$ を演算し、推定値を出力する。

【0133】誘起電圧・軸ずれ推定演算部611では、観測電流 I_{dc} 及び I_{qc} 、電圧指令 V_{dc*} 、 V_{qc*} 、速度指令 ω_r* の値から、 $dc-qc$ 座標軸における誘起電圧の dc 軸成分 E_{0dc} 及び qc 軸成分 E_{0qc} を数27に基づいて演算する。

【0134】

【数27】

$$E_{0dc} = V_{dc} - r_c \cdot I_{dc} + \omega_r \cdot L_{qc} \cdot I_{qc}$$

$$E_{0qc} = V_{qc} - r_c \cdot I_{qc} - \omega_r \cdot L_{dc} \cdot I_{dc}$$

【0135】数27は数27より導出されるもので、数17の電圧を指令値に、またモータ定数(r 、 L_q など)をすべて設定値に置き換えたものである。また、モータ2が脱調しないで駆動されている場合、制御軸の回転速度(モータ印加電圧の周波数) ω_1 は速度指令値 ω_r* とほぼ等しいと見なして、 ω_1 を ω_r* に置き換えている。なお、速度位相推定部62により軸ずれ $\Delta\theta$ から決定した ω_1 を用いてもよい。

【0136】演算部611で推定された誘起電圧は演算部612pによって、 qc 軸からみた誘起電圧ベクトルの位相を演算し、軸ずれ $\Delta\theta$ の推定値が演算される。さらに、求めた誘起電圧ベクトルの大きさ $|E_0|$ を演算部612nによって演算し出力する。

【0137】図9は、誘起電圧・軸ずれ推定演算部の別の実施例を示す。誘起電圧・軸ずれ推定演算部61'は、電流軸を基準として軸ずれ $\Delta\theta$ を演算する。電圧指令 V_{dc*} および V_{qc*} は、演算部613n、613pによって電圧指令の大きさ V_1* と、 qc 軸からみた電圧ベクトルの位相 δ_c が演算される。同様に、検出電流 I_{dc} および I_{qc} は、演算部614n、614pによって電流の大きさ I_m と、 qc 軸からみた電流ベクトルの位相 ϕ_c が演算される。求めた V_1 、 δ_c 、 I_m 、 ϕ_c の値から、演算部615が誘起電圧を数28に基づいて演算する。

【0138】

【数28】

$$E_{0x} = -V_1 \sin(\delta_c - \phi_c) - \omega_r \cdot L_{qc} \cdot I_m$$

$$E_{0y} = V_1 \cos(\delta_c - \phi_c) - r_c \cdot I_m$$

【0139】数28は数23より導出されるもので、 E_{0x} が電流軸の直交方向成分、 E_{0y} が電流軸方向成分を表している。推定された誘起電圧 E_0 は、演算部616pによって誘起電圧ベクトルの位相からみた電流軸の位相 ϕ_m を演算する。演算部617は、誘起電圧ベクトルからみた電流軸の位相 ϕ_m と、 qc 軸からみた電流ベクトルの位相 ϕ_c の差から、軸ずれ $\Delta\theta$ を求める。さらに、求めた誘起電圧ベクトル E_0 の大きさ $|E_0|$ を演算部612nから出力する。

【0140】本実施例では、上述のように誘起電圧・軸ずれ推定演算部61(61')が推定した軸ずれ $\Delta\theta$ を

もとに、インバータ出力周波数 ω_1 を調整する。モータ正転時に軸ずれ $\Delta\theta$ が正の時は、制御軸位相 θ_{dc} が実軸位相 θ_d よりも進んでいるから、インバータ周波数 ω_1 を下げ、制御軸の回転を減速させる。逆に、モータ正転時に軸ずれ $\Delta\theta$ が負の時は、制御軸位相 θ_{dc} が実軸位相 θ_d より遅れているから、インバータ周波数 ω_1 を上げ、制御軸の回転を加速させる。

【0141】以上のようにして決めたインバータ周波数 ω_1 を積分し、制御軸位相 θ_{dc} とする。また、インバータ周波数 ω_1 から高周波の変動成分を取り除いて、速度制御系で用いるモータ速度推定値とする。これにより、速度センサを用いない同期モータの速度制御系を提供することができる。

【0142】図10に速度位相推定部62の実施例を示す。誘起電圧・軸ずれ推定演算部61によって推定された軸ずれ $\Delta\theta$ と、軸ずれ誤差補償部7より出力された軸ずれ誤差補償値 $\Delta\theta^*$ は、加算器621において偏差が計算される。加算器621の出力はPI補償器622に入力される。PI補償器622では、 $\Delta\theta$ を $\Delta\theta^*$ に追従させるようにインバータ出力周波数 ω_1 を演算する。なお、同じ機能を有するPI補償以外の手段を用いてもよい。

【0143】これによれば、軸ずれ $\Delta\theta$ の演算結果に含まれるパラメータ誤差の影響が補償されるため、パラメータ誤差が大きくても脱調しない良好な同期モータの位置センサレス制御系を提供することができる。

【0144】PI補償器622の出力は、軸ずれ $\Delta\theta$ を調整するために常に変動しており、高い周波数成分を含んでいる。このため、PI補償器622の出力をモータの検出速度としてモータ速度の制御を行うと、速度制御特性が悪化する。本実施例では、低域通過フィルター623によって ω_1 から高周波成分を取り除き、モータ速度推定値 ω_r_{det} として出力している。さらに、積分器624ではインバータ出力周波数 ω_1 を積分して、位相 θ_{dc} を出力している。

【0145】図11は速度位相推定部62の別の実施例を示している。インバータ出力周波数 ω_1 の応答性を向上させるために、図10に示した実施例に対して、誘起電圧の大きさ $|E_0|$ から速度を推定する手段を追加したものである。誘起電圧・軸ずれ推定演算部61において求めた誘起電圧の大きさ $|E_0|$ は、数9より数29のように表される。

【0146】

【数29】

$$|E_0| = k_E \omega_r + \omega_r (L_d - L_q) \cdot I_d + (L_q - L_d) \cdot PI_q$$

【0147】数29で電流変化項を無視すると、誘起電圧の大きさはモータ速度 ω_r に比例するから、数30に示す誘起電圧係数 k で割ればモータ速度を推定することができる。

【0148】

【数30】

$$k = k_{EC} + (L_{dc} - L_{qc}) \cdot I_d$$

【0149】ここで、 k_{EC} はモータの誘起電圧定数の設定値、 L_{dc} および L_{qc} はインダクタンスの設定値である。また、 I_d は制御軸での観測電流 I_{dc} 、 I_{qc} および軸ずれ $\Delta\theta$ から、数3により求まる。

【0150】図11において、誘起電圧の大きさ $|E_0|$ と、数30の誘起電圧係数 k は、積算器635に入力される。積算器635では $|E_0|/k$ が演算され、誘起電圧からの推定速度 ω_{r_est} が出力される。加算器626では、PI補償器622の出力と ω_{r_est} の和が演算され、インバータ出力周波数 ω_1 が出力される。この構成によれば、 ω_{r_est} が実速度からずれた分をPI補償器622が補償するようになるため、制御ゲインを調整することで応答性が向上する。

【0151】また、加算器637において、 ω_{r_est} と PI補償器622の出力から高周波成分を取り除いた量の和が演算され、モータ推定速度 ω_{r_det} を出力する。なお、図11の実施例では、PI補償器622の出力から高周波成分を取り除いた量として、積分器出力を取り出す。これは、制御器のパラメータ設定値に誤差があり、 ω_{r_est} に含まれる誤差を補償するためである。

【0152】ところで、誘起電圧・軸ずれ推定演算部61における軸ずれ $\Delta\theta$ の演算結果には、パラメータ誤差に起因する定常軸ずれ $\Delta\theta_e$ が残る。一方、電流指令作成部52において指令値どおりのトルクを出すために、 τ^* の値に応じて電流指令値 I_{dc*} 、 I_{qc*} が演算される。しかし、定常軸ずれ $\Delta\theta_e$ がある場合には、指令値通りの電流が実軸に流れず、発生するトルクが減少する。この結果、速度の低下を招き、速度制御部51がトルク指令 τ^* を増加させることになり、結局、電流指令値の大きさは増加する。逆に言えば、実軸と制御軸の位相が一致し、指令値どおりに電流が流れると、トルク指令値 τ^* の値が最小となり、モータ電流の大きさ I_m も最小になる。

【0153】本実施例の軸ずれ誤差補償部7は、制御器のパラメータ設定値に誤差がある場合に、誤差の影響を補償する手段である。通常は零が設定される $\Delta\theta^*$ に値を代入することにより、実軸と制御軸の軸ずれは、パラメータ誤差に起因する軸ずれ $\Delta\theta_e$ と軸ずれ誤差補償値 $\Delta\theta^*$ の和となる。そこで、軸ずれ誤差補償値 $\Delta\theta^*$ をモータ電流 I_m が最小になるように調整し、 $\Delta\theta^* + \Delta\theta_e$ を零にすることにより、実軸と制御軸を一致させることができる。

【0154】図12に軸ずれ誤差補償値 $\Delta\theta^*$ の調整方法を示す。制御周期 i 番目において、軸ずれ誤差補償値 $\Delta\theta^*$ に値が設定され、モータ電流の大きさが I_m

(i) であるとする。次に、制御周期 $i+1$ 番目において、ランダムに選んだ値を $\Delta\theta^*$ に代入し、モータ電流の大きさが $I_m(i+1)$ に変化したとする。 $I_m(i+1)$ が $I_m(i)$ よりも小さければ、 I_d^* 或いは $\Delta\theta^*$ の値として制御周期 $i+1$ 番目で用いた設定値を選ぶ。以上を繰り返すことにより、モータ電流 I_m を最小にする設定値を決定することができる。

【0155】以上、本実施例によれば、突極機の誘起電圧の位相から回転子位置を推定する場合に、突極機の誘起電圧がモータ印加電圧から抵抗の電圧降下、インダクタンスの電圧降下を差し引いて得られることに基づき、回転子位置に依存するインダクタンスの電圧降下に代えて、回転子位置に依存しない仮想電圧降下の概念を導入し、インダクタンスにモータ定数 L_q を用いることで誘起電圧の位相を変化させることのないベクトル関係を導いて、観測可能な値に基づいて誘起電圧の位相を正確に推定できるようにした。

【0156】なお、仮想電圧降下の概念を導入した突極機の電圧関係のベクトルは、制御軸を基準にしても、電流軸を基準にしても成立するので、誘起電圧の位相を制御軸あるいは電流軸により観測可能な値によって推定することができる。

【0157】本実施例では、数17または数23に基づいて軸ずれ角 $\Delta\theta$ を推定する方式を説明したが、数16を用いても同様に軸ずれ $\Delta\theta$ を推定できる。この場合、仮想電圧降下として、観測電流 I_{dc} 、 I_{qc} の微分成分も考慮することになる。観測電流の微分項の演算には、インダクタンス定数 L_d を用いることで、誘起電圧の位相を変化させないようにベクトル関係を導いて、観測可能な値に基づいた誘起電圧の位相を正確に推定できる。

【0158】このように、仮想電圧降下の概念を用いることで、突極機の誘起電圧の位相が観測可能な量から位置センサレスに推定でき、推定した位相から直接、軸ずれ $\Delta\theta$ を高精度に演算できるので、負荷の急変化や急加減速運転など、大きな軸ずれが発生する場合でも安定であり、脱調しない良好な同期モータの位置センサレス制御系を提供することができる。

【0159】また、本実施例によれば、軸ずれ推定式(数16、数17、数23)において、パラメータ設定値の誤差による $\Delta\theta$ の推定誤差を少なくするために、軸ずれ誤差補償値 $\Delta\theta^*$ の概念を導入し、 $\Delta\theta^* - \Delta\theta$ が零になるようにモータ印加電圧の周波数の1またはトルク指令値 τ^* を修正している。この場合、 $\Delta\theta^*$ の設定値は、実軸と制御軸の位相が一致すればモータ電流が最小になることに着目し、モータが安定な状態でモータ電流を最小化するようにチューニングされる。

【0160】上記した実施例では、永久磁石を用いる突極型同期モータを対象としている。磁石を使わない突極型同期モータに、シンクロナスリラクタンスモータがあ

る。シンクロナスリラクタンスマータの電圧方程式は、永久磁石同期モータの電圧方程式（数2）のKE項を零とした形式になることが知られている。一方、本発明で導出した数17、数23の軸ずれ推定式は、誘起電圧定数KEを演算に用いていない。また、これらの式の導出にあたってもKEに依存した変形は行っていない。従って、シンクロナスリラクタンスマータに対しても、本発明の軸ずれ $\Delta\theta$ の推定方法及びこれを用いた位置センサレス制御法は適用可能である。

【0161】

【発明の効果】本発明によれば、突極同期モータの誘起電圧の位相を回転子位置に依存することなく観測可能な値から推定できるので、回転子位置が位置センサレス、かつ高精度に取得できる効果がある。

【0162】これにより、高速運転あるいは負荷の急変化や急加減速運転など、大きな軸ずれが発生する場合でも、安定で脱調しない良好な同期モータの位置センサレス制御系を提供することができる。

【0163】また本発明によれば、軸ずれ $\Delta\theta$ の演算結果に含まれるパラメータ誤差の影響が補償されるため、パラメータ誤差が大きくても脱調しない良好な同期モータの位置センサレス制御系を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例で、同期モータの位置センサレス制御方法を実現する制御系の全体構成図。

【図2】永久磁石型同期モータのd-q軸回転座標、d-c-q-c制御回転座標の関係を示した解析モデル図。

【図3】回転している突極型同期モータの電圧関係を制御軸基準で示すベクトル図。

【図4】図3のベクトル図に対し、仮想電圧降下の概念を導入したベクトル図。

【図5】図4の電圧関係で、仮想電圧降下を制御軸基準で示すベクトル図。

【図6】図4と同様の電圧関係を、電流軸基準で示すベクトル図。

【図7】座標変換部41の演算内容を示すブロック図。

【図8】誘起電圧・軸ずれ推定演算部の演算内容を示す

ブロック図。

【図9】誘起電圧・軸ずれ推定演算部の他の実施例による演算内容を示すブロック図。

【図10】速度位相推定部の演算内容を示すブロック図。

【図11】速度位相推定部の他の実施例による演算内容を示すブロック図。

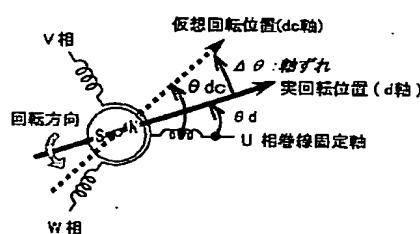
【図12】軸ずれ誤差補償部により、電流位相を最適状態に調整する方法を示す説明図。

【符号の説明】

11…電源、12…平滑コンデンサ、13…インバータ、2…同期モータ、31…電圧検出部、32…モータ電流検出部、41…座標変換部、42d…d軸電流制御部、42q…q軸電流制御部、43…電流フィードフォワード補償部、44…逆変換部、45…パルス幅変調部、51…速度制御部、52…電流指令作成部、61…誘起電圧推定・軸ずれ演算部、62…速度位相推定部、7…軸ずれ $\Delta\theta$ 誤差補償部、Edc…直流電圧、iu…U相モータ電流、iw…W相モータ電流、d軸…永久磁石回転子磁束方向の位置の軸、q軸…d軸に対し回転方向に90度進んだ位置の軸、dc軸…制御上の仮想回転子位置の軸、qc軸…dc軸に対し回転方向に90度進んだ位置の軸、Idc…仮想dc-qc座標系における電流のdc軸成分、Iqc…仮想dc-qc座標系における電流のqc軸電流、Im…モータ電流の大きさ、 ϕ_c …qc軸とモータ電流ベクトルとの位相差、V1…モータ印加電圧の大きさ、 δ_c …qc軸とモータ電圧ベクトルとの位相差、 $\Delta\theta$ …dc-qc実座標系とdc-qc仮想座標系との軸ずれ位相角、 ω_r …モータ推定速度、 ω_r^* …モータ速度指令（周波数指令）、 ω_1 …制御軸の回転速度（インバータ出力周波数）、 ω_{r_det} …モータ推定速度、 ω_{r_est} …誘起電圧からの推定速度、 τ^* …トルク指令値、Idc*…dc軸電流指令、Iqc*…qc軸電流指令、Vdc*…dc軸電圧指令、Vqc*…qc軸電圧指令、 $\Delta\theta^*$ …軸ずれ誤差補償量。

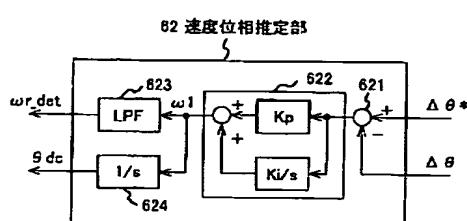
【図2】

図 2



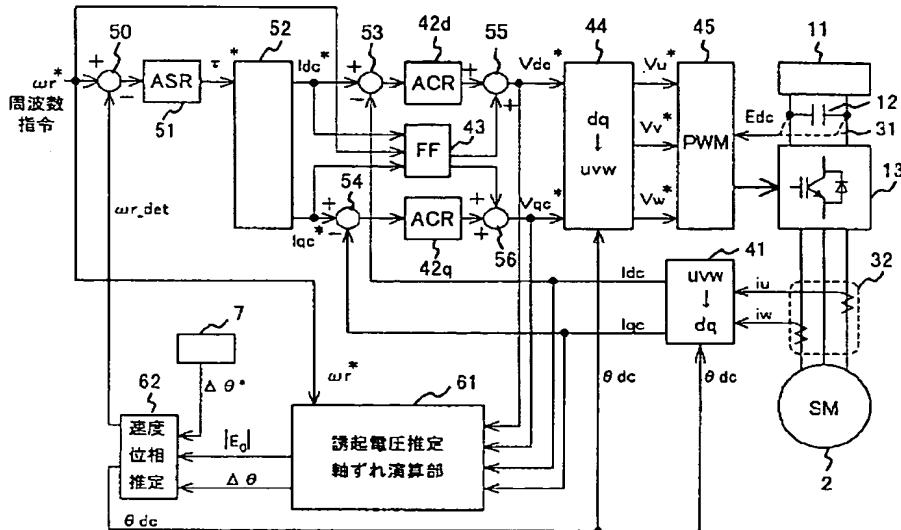
【図10】

図 10



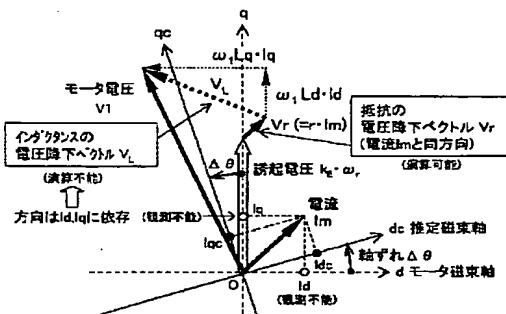
【図1】

図 1



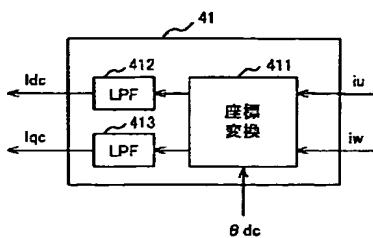
【図3】

図 3



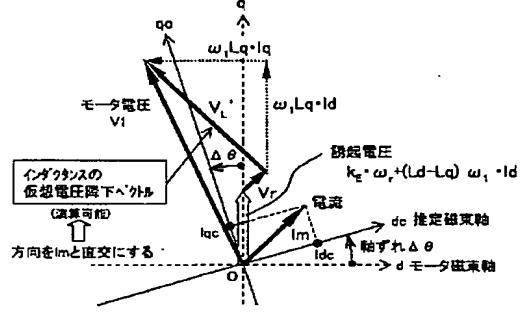
【図7】

図 7



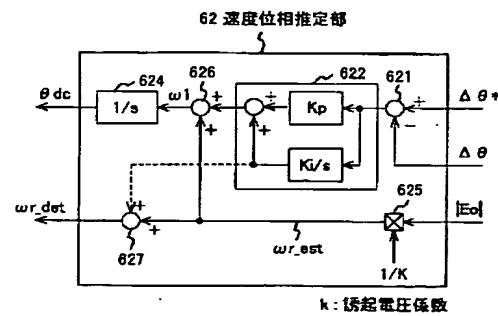
【図4】

図 4



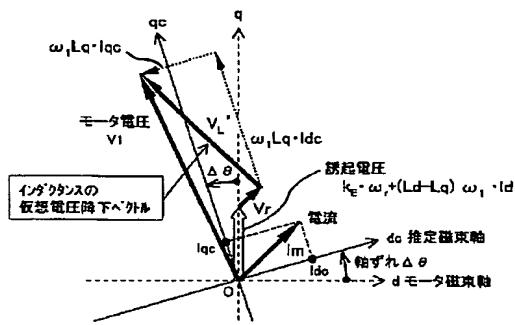
【図11】

図 11

 k : 誘起電圧係数

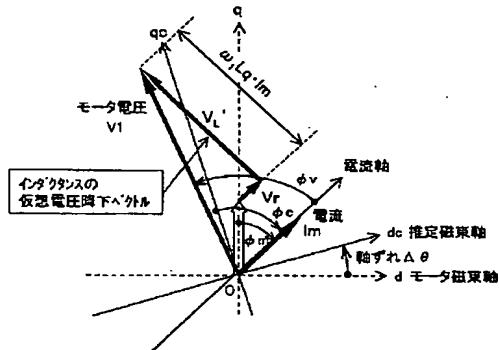
【図5】

5



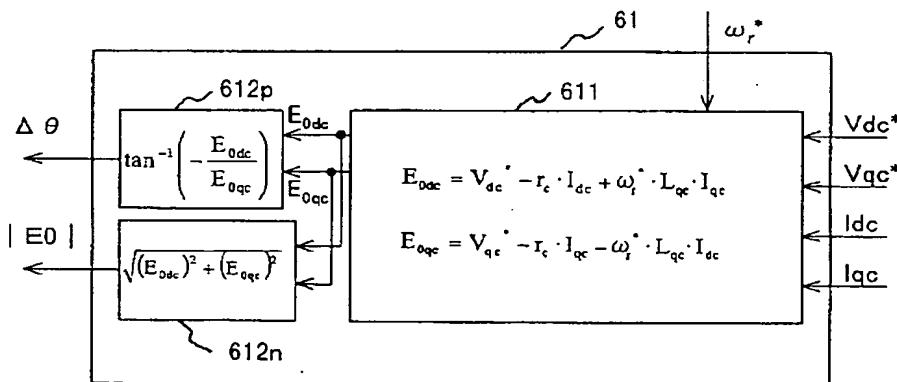
【図6】

6



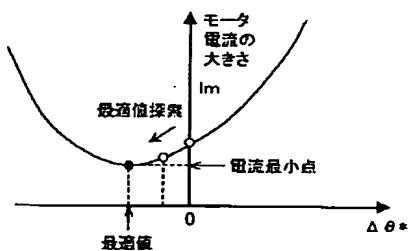
【图8】

8



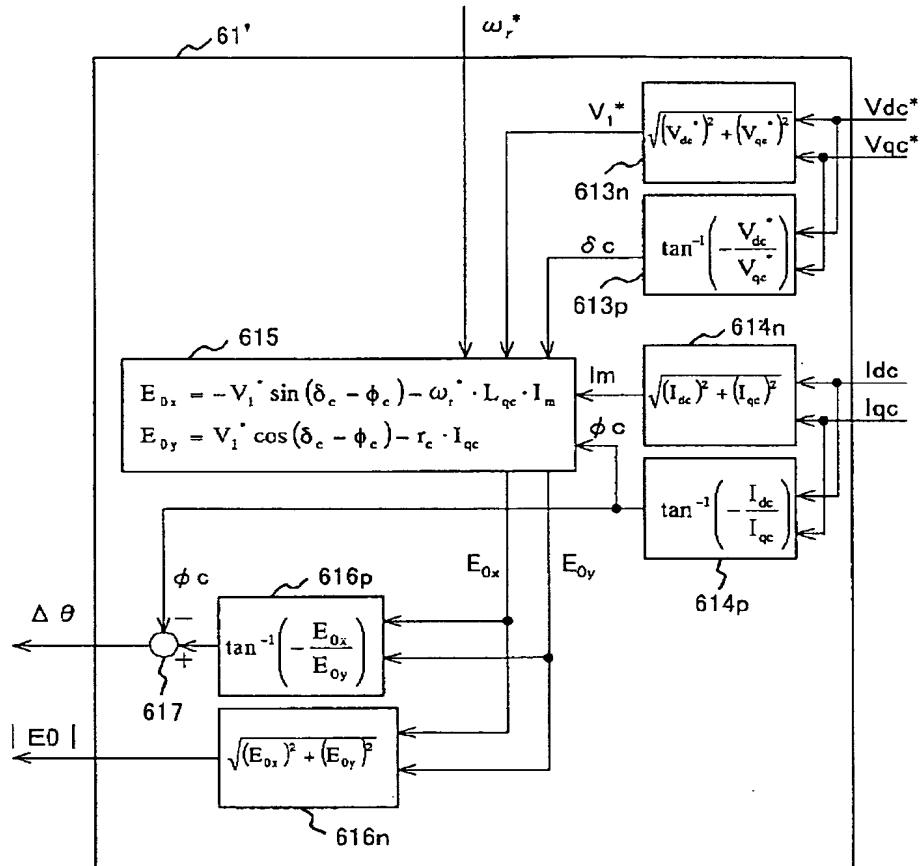
【图12】

図 12



〔 9〕

9



フロントページの続き

(72)発明者 高橋 直彦
茨城県土浦市神立町603番地 株式会社日

(72) 発明者 三浦 治雄
茨城県土浦市神立町603番地 株式会社日立製作所土浦事業所内

(72) 発明者 藤井 洋
千葉県習志野市東習志野七丁目 1 番 1 号
株式会社日立製作所産業機器グループ内

F ターム(参考) 5H560 BB04 BB12 DA13 DB12 EB01
SS01 UA02 XA02 XA04 XA12
XA13
5H576 BB06 DD07 EE01 EE11 GG04
HB02 JJ04 JJ22 JJ24 JJ25
JJ26 LL14 LL15 LL22 LL24
LL25 LL38 LL39 LL41